

Alumno:	Ricardo Ignacio Amils Samalot (ramilsjr2@gmail.com)
Coordinadores:	Profesora Sagrario Muñoz San Martín (smsm@fis.ucm.es) Profesor Juan Daniel Gallego Pujol
Título:	Diseño de un amplificador de bajo ruido criogénico para aplicaciones radioastronómicas
Title:	Design of a cryogenic low noise amplifier for radio astronomy applications
Palabras clave:	Amplificador de bajo ruido, Criogenia, Multietapa, Multipixel, Radioastronomía, Amplificadores de microondas, Amplificadores HEMT
Key words:	Low Noise Amplifier, Cryogenics, Multistage, Multipixel, Radio astronomy, Microwave amplifiers, HEMT amplifiers
Índice de contenidos:	I. Introducción II. Diseño Teórico III. Diseño Experimental IV. Resultados V. Conclusiones
Table of contents:	I. Introduction II. Theoretical Design III. Experimental Design IV. Results V. Conclusions

Abstract (Español):

En el campo de la radioastronomía los amplificadores de bajo ruido (LNA, *Low Noise Amplifier*) constituyen la etapa encargada de aportar a las señales detectadas la potencia necesaria para que puedan ser adecuadamente manejadas en etapas posteriores.

Se describe el proceso de diseño, fabricación y caracterización de un LNA que ha de funcionar enfriado criogénicamente. El marco de aplicación del sistema es la fabricación de una cadena de detección de prueba compacta, encaminada a experimentar con la tecnología que permita el futuro desarrollo de un detector bidimensional multipixel para aplicaciones radioastronómicas.

El trabajo desarrollado se enmarca dentro del proyecto AMSTAR+ (Radionet-FP7) financiado por la Unión Europea, y ha sido realizado íntegramente en el prestigioso Centro Astronómico de Yebes (CAY) situado en la localidad de Yebes (Guadalajara, Castilla la Mancha).

Abstract (English):

In the field of radio astronomy, low noise amplifiers (LNA) are the stages which provide power to the detected signals so these can be adequately managed by subsequent stages.

The process of design, construction and measurement of a cryogenic LNA is described. The application framework for this design is the development of a test detection chain that can be used to experiment with the technology that will allow development of a bi-dimensional multipixel detector for radio astronomy purposes.

This work has been developed within the framework of the AMSTAR+ project (Radionet-FP7) financed by the European Union and been carried out entirely at the prestigious Yebes Astronomy Center (CAY, Centro Astronómico de Yebes) located in Yebes (Guadalajara, Castilla la Mancha, Spain).

Departamento de Física Aplicada III (Electricidad y Electrónica)



Diseño de un amplificador de bajo ruido criogénico para aplicaciones radioastronómicas

Autor: Ricardo Ignacio Amils Samalot

Coordinadores: Profesora Sagrario Muñoz San Martín
Profesor Juan Daniel Gallego Pujol

Máster Universitario en Física Aplicada

Curso académico 2010-2011

A Olivia
por recordarme todos los días
lo que es realmente importante

Agradecimientos

En primer lugar deseo expresar mi agradecimiento a los coordinadores de este trabajo, Sagrario Muñoz San Martín (Universidad Complutense de Madrid) y Juan Daniel Gallego Pujol (Centro Astronómico de Yebes), por la confianza depositada en mi y la labor de guía que me han dado durante la realización de un trabajo que sinceramente considero muy interesante y enriquecedor.

Para la realización de este trabajo he tenido el privilegio de trabajar en estrecha colaboración con el excelente equipo humano del departamento de amplificadores del Centro Astronómico de Yebes a los que deseo expresar mi más profundo agradecimiento. Dicho departamento está formado por los ingenieros Isaac López Fernández, María del Carmen Díez, Alberto Barcia Cancio e Inmaculada Malo Gómez, en el apartado técnico por Rafael García Nogal y Gonzalo Martínez Medina y al frente del laboratorio de química por José Manuel Hernández Cuesta.

Finalmente agradecer a mi familia y amigos el apoyo y ayuda que me han prestado siempre.

Abreviaturas y acrónimos

ADS	Advanced Design System - Agilent Technologies
CAY	Centro Astronómico de Yebes
DC	Direct Current (corriente continua)
DSB	Double Sideband (doble banda lateral)
DUT	Device Under Test (dispositivo bajo análisis)
EMC	Electromagnetic Compatibility
ESD	Electrostatic Discharge
FET	Field Effect Transistor (transistor de efecto campo)
FP7	Seventh Framework Programme
GaAs	Gallium Arsenide (arseniuro de galio)
HEMT	High Electron Mobility Transistor (transistor de alta movilidad)
IF	Intermediate Frequency (frecuencia intermedia)
InP	Indium Phosphide (fosfuro de indio)
IRAM	Instituto de RadioAstronomía Milimétrica
LNA	Low Noise Amplifier (amplificador de bajo ruido)
LO	Local Oscillator (oscilador local)
NFM	Noise Figure Meter (medidor de figura de ruido)
PTFE	Polytetrafluoroethylene (politetrafluoroetileno)
RF	Radio Frequency (radio frecuencia)
rms	Root Mean Square (media cuadrática)
SIS	Superconductor-Isolator-Superconductor (superconductor-aislante-superconductor)
TRL	Thru-Reflect-Line calibration (calibración thru-reflect-line)
VNA	Vector Network Analyzer (analizador de redes vectorial)
YXR1	Yebes X-band Reduced input reflection 1 (Yebes banda X reflexión de entrada reducida)
Z	Impedance (impedancia)

Índice

I. Introducción.....	7
1.1 Cadena de detección de un radiotelescopio.....	8
1.2 Proyecto AMSTAR+.....	9
1.3 Ruido y su caracterización en amplificadores de microondas	13
1.4 Diseño de amplificadores de microondas.....	14
1.5 Objetivos de diseño	19
1.6 Estado del arte	20
1.7 Componentes y materiales	21
1.8 Dispositivo activo.....	22
1.9 Herramientas CAD.....	24
II. Diseño Teórico.....	26
2.1 Estabilidad del dispositivo activo.....	26
2.2 Diseño de los circuitos de radiofrecuencia.....	27
2.3 Diseño de los circuitos de polarización.....	29
2.4 Modelo del amplificador YXR1.....	30
III. Diseño Experimental	33
3.1 Diseño mecánico del amplificador YXR1	33
3.2 Montaje del amplificador	34
3.3 Medida y ecualización.....	36
IV. Resultados	39
4.1 Medidas experimentales del prototipo YXR1	39
4.2 Objetivos logrados.....	41
V. Conclusiones	43
5.1 Análisis del prototipo YXR1	43
5.2 Líneas Futuras	43
Referencias.....	45

I. Introducción

El objetivo de este trabajo es el desarrollo de un prototipo de amplificador de bajo ruido (LNA de las siglas en inglés de *Low Noise Amplifier*) que funcione a temperatura criogénica, conectado directamente a su correspondiente etapa de mezclado en un sistema de detección radioastronómico. Actualmente en muchas aplicaciones se hace uso de un aislador entre mezclador y LNA con el fin de eliminar posibles reflexiones que puedan degradar el comportamiento del sistema de detección. La aplicación final del prototipo correspondería a la fabricación de una cadena de detección de prueba, compacta y en la que se prescindiera del aislador, encaminada a experimentar con la tecnología que permita el desarrollo de un detector bidimensional multipixel para aplicaciones radioastronómicas, como el que se ilustra en las Figuras 1.0.1 y 1.0.2.

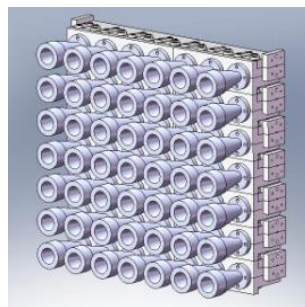


Figura 1.0.1. Posible diseño de detector multipixel.

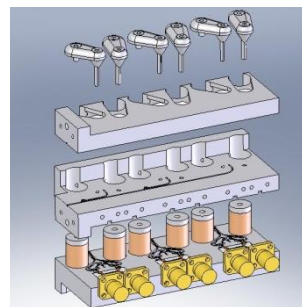


Figura 1.0.2. Despiece del diseño de la Figura 1.0.1.

Como resultado de este trabajo, se ha desarrollado el prototipo YXR1 (que responde a las siglas en inglés de *Yebes X-band Reduced input reflection 1*), que se enmarca dentro del proyecto AMSTAR+ (Radionet-FP7) financiado por la Unión Europea y ejecutado por un consorcio internacional con participación de grupos de Francia, Alemania, Holanda, Reino Unido y Suecia.

El desarrollo de un sistema que ha de funcionar a temperatura criogénica, requiere de unos procesos de implementación y caracterización extremadamente específicos que, en el caso de este trabajo, han sido realizados íntegramente en el prestigioso Centro Astronómico de Yebes (CAY) situado en la localidad de Yebes (Guadalajara, Castilla la Mancha).

Un detector multipixel como el que se plantea, aumenta de manera significativa la capacidad de un sistema de detección para mapear regiones del cielo, ya que reduce notablemente el

tiempo empleado para realizarlos. En este sentido, hay que tener en cuenta que el tiempo necesario para alcanzar la sensibilidad requerida para la observación de cada punto, puede llegar a ser de decenas de horas dentro del tiempo limitado de radiotelescopio.

En este capítulo se procede a la descripción todos los aspectos relacionados con el trabajo desarrollado que no corresponden estrictamente al proceso de diseño ni al de medida. Se introduce en su contexto el trabajo desarrollado, se aporta el mínimo marco teórico que se ha considerado imprescindible y finalmente se abordan cuestiones relativas a componentes y materiales utilizados.

1.1 Cadena de detección de un radiotelescopio

Se describe brevemente la cadena de detección coherente y heterodina de un radiotelescopio en la que podría encontrar aplicación un sistema como el desarrollado en este trabajo.

En un sistema coherente la señal detectada puede ser registrada tanto en amplitud como en fase, aunque como se verá a continuación, con una posible reducción en frecuencia. Este tipo de detección presenta la gran ventaja de que la información almacenada puede ser procesada a posteriori en interferómetros, en los que se logra una importante mejora en la resolución haciendo uso de las señales captadas simultáneamente por distintos radiotelescopios. En un sistema heterodino la señal recibida es inicialmente convertida a una frecuencia menor compatible con el resto de la electrónica de procesamiento. Como se explicará con más detalle, la conversión en frecuencia se lleva a cabo haciendo uso elementos no lineales denominados mezcladores que esencialmente proporcionan a su salida la diferencia entre dos señales, la señal recibida por el radiotelescopio y una señal de referencia.

La cadena de detección en un sistema coherente y heterodino, Figura 1.1.1, está compuesta por dos fases claramente diferenciadas, una fase de concentración y captación, seguida de una fase de mezclado y amplificación. La primera está constituida por una antena responsable de concentrar las señales captadas y una bocina encargada de adaptar estas señales al medio de transmisión utilizado por la siguiente etapa. La señal de alta frecuencia a la salida de la bocina recibe el nombre de señal de radio frecuencia (RF de las siglas en inglés de *Radio Frequency*).

En la siguiente fase, el mezclador proporciona a su salida la diferencia entre la señal de RF y una señal de frecuencia muy estable y bien conocida que recibe el nombre de señal de

oscilador local (LO que proviene de las siglas en inglés de *Local Oscillator*). Dicha señal de salida del mezclador es de baja frecuencia y se denomina señal de frecuencia intermedia (IF de las siglas en inglés de *Intermediate Frequency*). Es en este punto entra en juego el LNA, encargado de dotar de potencia a la señal de IF generada por el mezclador para que esta pueda ser adecuadamente manejada por las etapas posteriores. La cadena de detección desde la entrada de RF del mezclador hasta la salida de IF del LNA se encuentra enfriada criogénicamente con el fin de minimizar su contribución al ruido de la señal, ya que es este ruido el que determina la sensibilidad del receptor, esto es, la señal mínima que se puede detectar para un tiempo de integración y ancho de banda determinados.

Como ya se ha mencionado, en la mayor parte de los sistemas actuales, existe un dispositivo intermedio entre el mezclador y el amplificador cuya única misión es la de eliminar las posibles señales reflejadas a la entrada del amplificador, ya que de no ser así estas podrían dar lugar a una degradación de las señales procesadas por el detector. La necesidad de manejar aisladores en los sistemas como el descrito radica en la dificultad existente en el diseño de LNAs para lograr contribuir con el mínimo ruido posible y al mismo tiempo mantener baja la reflexión de las señales que entran en el amplificador.

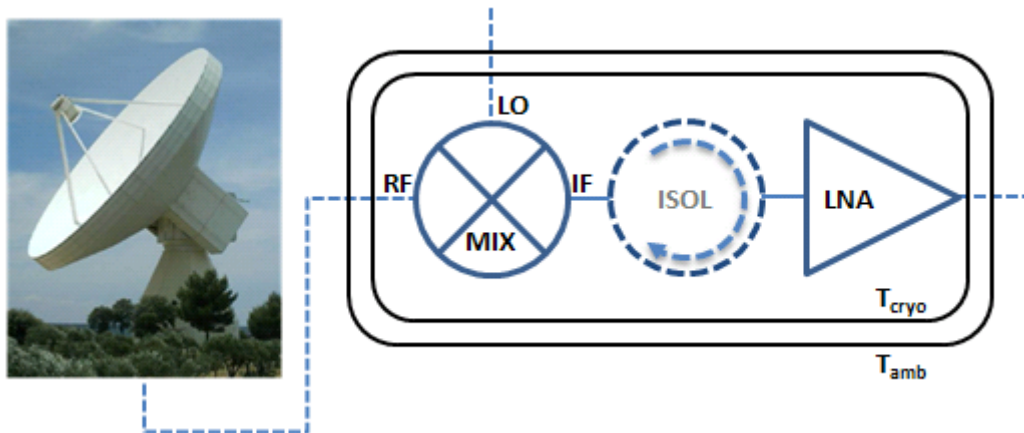


Figura 1.1.1. Sistema de detección en el que se podría utilizar el prototipo desarrollado.

1.2 Proyecto AMSTAR+

Con el fin de dotar de un contexto al trabajo realizado, a continuación se llevará a cabo una breve descripción del proyecto dentro del cual se inscribe. Como se ha comentado ya, el reto principal del proyecto es el de poner a punto la tecnología necesaria para fabricar un detector multipíxel para su uso en radiotelescopios operando en el rango de frecuencias entre los 80GHz y los 2THz.

Por motivos técnicos y de espacio, el adoptar una topología bidimensional multipixel como la que se pretende desarrollar requiere simplificar y reducir en volumen los sistemas individuales de detección (o píxeles) que lo constituyen. En este contexto y en lo relativo a los LNAs, es necesario reducir en lo posible la longitud de la línea de transmisión entre las etapas de mezclado y amplificación, lo que conlleva a la eliminación de los aisladores actualmente utilizados entre estas dos etapas. La eliminación del aislador plantea el siguiente escenario: entre la salida del mezclador y la entrada del amplificador existen dos transiciones, la de la interfase salida del mezclador - línea de transmisión y la de la interfase línea de transmisión - entrada del amplificador, Figura 1.2.1. Estas interfases presentan sus correspondientes reflexiones, que de encontrarse separadas por una línea de transmisión generarían ondas estacionarias, que se traducirían en un rizado en la ganancia del amplificador¹ deteriorando su comportamiento.

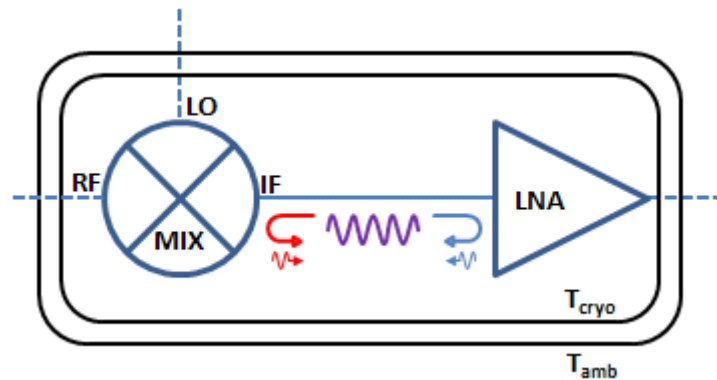


Figura 1.2.1. Reflexiones y ondas estacionarias entre mezclador y amplificador.

Por tanto, y con el fin de minimizar los efectos perjudiciales del rizado, se introduce para los amplificadores desarrollados en el contexto de este proyecto el objetivo de que cuenten con un buen comportamiento en reflexión a la entrada², y de que se logre minimizar en lo posible la longitud línea de transmisión encargada de transportar la señal de IF desde la salida del mezclador a la entrada del amplificador.

Como es lógico, lograr una mejora en la reflexión de entrada del amplificador tiene como consecuencia el hacer sacrificios en otros aspectos su funcionamiento, siendo estos

¹ Con tantos más ciclos cuanto mayor sea la distancia entre las reflexiones y con una amplitud dependiente del producto de los coeficientes de reflexión.

² Esto también garantiza que se va a presentar a la salida de IF del mezclador una impedancia adecuada y dentro de unos márgenes que garanticen su funcionamiento estable.

especialmente relevantes en el comportamiento en ruido. En menor medida también pueden verse afectados otros aspectos como la reflexión de salida y el nivel o rizado de ganancia.

También como consecuencia directa de la eliminación todo el hardware en la interfase entre mezclador y amplificador aparece la necesidad de integrar en la entrada de este último una T de polarización para hacer llegar los niveles de DC necesarios al dispositivo activo del mezclador. Dicho elemento está constituido en el prototipo diseñado por una línea de alta impedancia encargada de transmitir la señal DC y un filtrado de alta frecuencia para lograr su comportamiento adecuado.

Por otra parte, y fuera del alcance del trabajo presentado, la implementación de un sistema multipixel requiere un importante esfuerzo de diseño del amplificador para adecuarlo al de un sistema formado por un elevado número de detectores individuales que han de adquirir una distribución compacta. De forma resumida, en relación a esta parte del proyecto se ha considerado interesante destacar:

- La posibilidad de llevar a cabo una caracterización independiente de cada una de las etapas de la cadena de detección es indispensable al menos en la fase preliminar de diseño en la que actualmente se encuentra el proyecto. Por tanto el modelo de interconexión que finalmente se adopte entre mezclador y amplificador ha de permitir este tipo de caracterización.
- En el amplificador final será necesario realizar una reducción de las dimensiones transversales respecto a las manejadas en el prototipo YXR1. Esto es necesario ya que en un sistema multipixel el amplificador ha de quedar integrado en la dimensión trasversal marcada de las etapas previas al mismo. El objetivo actual es de una pulgada cuadrada (25.4mm x 25.4mm) lo cual requiere una considerable redistribución dada la dimensión actual de YXR1 de aproximadamente 30mm x 9mm. También es necesario que el conector de polarización del amplificador esté alojado en la parte posterior del mismo en el mismo plano que el conector de salida de radiofrecuencia, permitiendo el agrupamiento de píxeles en todas las caras laterales.
- En el diseño utilizado para YXR1, la polarización de las 3 etapas activas requiere de 6 líneas para lograr ajustar los valores deseados de puerta y drenador (es necesaria una línea adicional de tierra que no es considerada). Si el objetivo es la fabricación de un pixel que ha de ser repetido muchas veces, un elevado número de líneas de polarización por amplificador implicaría un elevado número líneas totales que requirieren un

minucioso planeamiento de su distribución³. Hasta la fecha, la solución propuesta para este problema ha sido el uso de líneas dos líneas comunes de polarización para cada amplificador, una para todas las puertas y otra para todos los drenadores de los dispositivos activos, llevándose a cabo el ajuste final de los niveles de DC dentro del propio amplificador.

Los mezcladores que van a constituir la etapa previa a la de los amplificadores desarrollados en este proyecto están basados en uniones de tipo superconductor-aislante-superconductor (SIS de las siglas en inglés de *Superconductor-Isolator-Superconductor*). Estos dispositivos se basan en las excelentes propiedades no lineales de las curvas características I-V de este tipo de uniones a temperaturas del orden de los 4K cuando se encuentran bombeadas por el correspondiente LO. Destacan principalmente por su buen funcionamiento para un amplio rango de frecuencias (del orden de 100GHz a 1THz), siendo las uniones de Nb-AlO_x-Nb un buen ejemplo de este tipo de componentes, Figura 1.2.2.

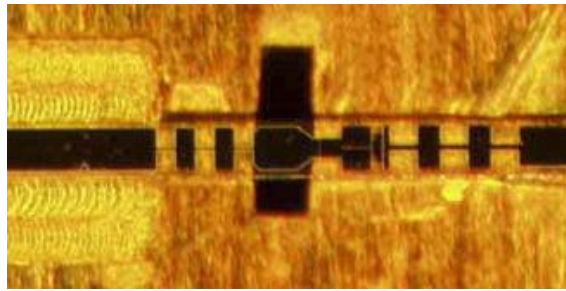


Figura 1.2.2. Fotografía de una unión SIS [1].

Finalmente, dentro del marco del proyecto AMSTAR + se desea hacer una mención especial al excelente trabajo que está desarrollando Beatriz Aja en el Instituto IAF en Friburgo (Alemania) enfocado al diseño de amplificadores multietapa integrados (MMICs) con reflexión de entrada mejorada y desarrollados en tecnología metamórfica de GaAs.

³ Existe el problema adicional de la importante complejidad en el caso de manejar fuentes de alimentación controladas capaces de establecer la tensión de puerta necesaria para una tensión y corriente de drenador dadas.

1.3 Ruido y su caracterización en amplificadores de microondas

Para poder comprobar el correcto funcionamiento del LNA diseñado es necesario llevar a cabo una correcta caracterización de su contribución en ruido. A continuación se desarrolla una breve introducción al concepto de ruido y a su caracterización en amplificadores de microondas.

Toda fuente de ruido puede modelarse como una resistencia, R , que genera un valor rms de tensión de ruido entre sus terminales debida a la agitación térmica de los electrones [2]

$$V_N = \sqrt{\frac{4hfBR}{e^{\frac{hf}{kT_N}} - 1}} \underset{f \sim \text{GHz}}{\approx} \sqrt{4kT_N BR}$$

donde k es la constante de Boltzmann, T_N la temperatura equivalente de ruido de la resistencia y B el ancho de banda de ruido en la que este presenta una distribución espectral uniforme (ruido blanco). La potencia de ruido generada entre sus terminales y la temperatura de ruido serán por tanto

$$P_N = \frac{V_N^2}{4R} = kT_N B \Rightarrow T_N = \frac{P_N}{kB}$$

que son independientes del valor de la resistencia.

En un amplificador de microondas en el que sus componentes activos se encuentran polarizados es posible medir una pequeña señal de potencia a su salida aun cuando no existe ninguna señal a su entrada, esta potencia se denomina potencia de ruido del amplificador, P_N . Haciendo uso de los resultados anteriores, un amplificador con ganancia G y ancho de banda B que generase una temperatura equivalente de ruido T_N , podría ser modelado a partir de una resistencia con temperatura equivalente de ruido T_N situada a la entrada de un amplificador ideal de ganancia G y ancho de banda B que no generase ruido, en este caso

$$P_N = GkT_N B \Rightarrow T_N = \frac{P_N}{GkB}$$

La caracterización del ruido generado por un sistema se lleva a cabo realizando medidas de la potencia que genera cuando se encuentra excitado por fuentes controladas de ruido. En este tipo de montajes, el sistema a caracterizar suele denominarse dispositivo bajo test (DUT de las

siglas en inglés de *Device Under Test*), Figura 1.3.1. Una fuente controlada de ruido es un dispositivo capaz de generar electrónicamente niveles de ruido precisos. Es muy común el uso de diodos de baja capacidad, que actúan de la manera deseada al ser polarizados en inversa en régimen de ruptura por avalancha. Los sistemas más precisos introducen atenuadores de salida para minimizar los problemas derivados del desacoplo con etapas posteriores [3]. La medida del ruido se lleva a cabo situando la fuente controlada de ruido a la entrada del DUT y midiendo la potencia generada a su salida, Figura 1.3.1. Dicha medida se basa en la linealidad entre la potencia de ruido a la salida y la temperatura de ruido, T_S , de la fuente. En la práctica la caracterización en ruido se lleva a cabo a partir de la medida de la potencia a la salida del DUT cuando la fuente controlada de ruido se encuentra apagada y encendida. Es posible visualizar el proceso de medida como la extrapolación de la potencia generada por el DUT a una T_S ideal de 0°K, Figura 1.3.2.

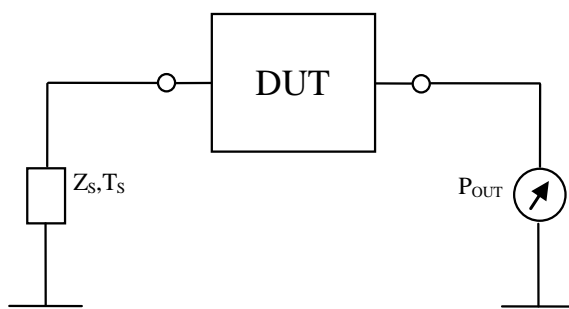


Figura 1.3.1. Esquema básico un sistema de medida de ruido.

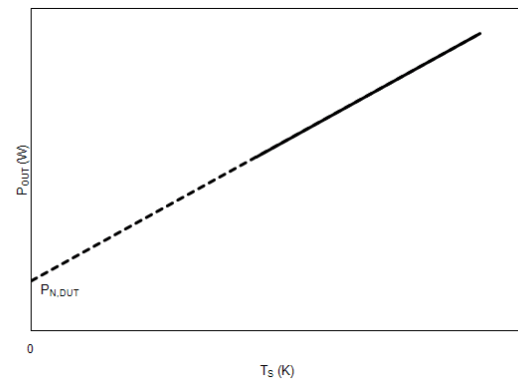


Figura 1.3.2. Linealidad entre potencia de ruido y temperatura de ruido de la fuente controlada.

El montaje experimental manejado y los detalles del método de medida serán abordados en capítulos posteriores de diseño experimental.

1.4 Diseño de amplificadores de microondas

Se incluye a continuación una breve introducción teórica para formalizar algunos conceptos del diseño de amplificadores a frecuencias de microondas. Esta introducción se va a abordar desde los dos aspectos principales de diseño de amplificadores de microondas: la estabilidad del dispositivo activo y el tipo de diseño del amplificador [4], [5].

El comportamiento de una red de dos puertas a frecuencias de microondas normalmente se caracteriza a partir de sus parámetros de scattering (o parámetros S). Estos describen la

relación entre los niveles máximos de tensión de las señales incidentes y reflejadas en sus puertas para distintas condiciones de adaptación⁴ de las mismas según la definición

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \forall k \neq j}$$

donde el superíndice + indica una onda incidente y – una onda reflejada. Atendiendo a la definición anterior, una red dos puertas presenta los siguientes parámetros S:

- S_{11} : relación entre onda reflejada e incidente en la puerta 1 cuando la puerta 2 está adaptada. Describe el coeficiente de reflexión de entrada de la red, también denotado como Γ_{IN} . Este parámetro es el que se desea optimizar en el amplificador diseñado en este trabajo para que presente un valor lo más bajo posible.
- S_{21} : relación entre onda reflejada en la puerta 2 y la incidente en la puerta 1 cuando la puerta 2 está adaptada. Describe la ganancia directa (sentido entrada-salida) de la red. Se trata de un parámetro esencial en el caso de amplificadores ya que establece el incremento en potencia que se aporta a la señal de salida respecto de la de entrada.
- S_{12} : relación entre onda reflejada en la puerta 1 y la incidente en la puerta 2 cuando la puerta 1 está adaptada. Describe la ganancia inversa (sentido entrada-salida) de la red. En un buen diseño de amplificador este parámetro ha de ser muy bajo.
- S_{22} : relación entre onda reflejada e incidente en la puerta 2 cuando la puerta 1 está adaptada. Describe el coeficiente de reflexión de salida de la red, también denotado como Γ_{OUT} . Su valor ha de mantenerse bajo aunque no es prioritario para este presente diseño, no obstante este parámetro no suele ser muy alto para el tipo de dispositivos activos utilizados.

Los parámetros S de una red de dos puertas suelen medirse haciendo uso de un analizador de redes vectorial (VNA de las siglas en inglés de *Vectorial Network Analyzer*), que corresponde por tanto al instrumento de medida que será utilizado para la caracterización en radiofrecuencia del amplificador diseñado.

La estabilidad del transistor es el primer aspecto que se ha de analizar al abordar el diseño de un amplificador de microondas. De no existir la estabilidad necesaria, esta ha de lograrse mediante la inserción de circuitos auxiliares [4]. Así mismo, una vez realizado un diseño del

⁴ Por puerta adaptada se entiende aquella que presenta una terminación que no refleja ninguna de las señales que le inciden independientemente de su frecuencia.

amplificador completo se ha de evaluar su estabilidad con el fin de poder garantizar su correcto funcionamiento.

Por estabilidad se entiende la no oscilación del dispositivo activo una vez polarizado y presentándolo con una línea de transmisión a su entrada y una a su salida para la inserción y extracción de señales respectivamente. Centrándonos en el caso manejado, transistores de efecto campo en configuración de fuente común, la condición de oscilación puede darse a la entrada del dispositivo, entre puerta y fuente, a la salida, entre drenador y fuente, o en ambas a la vez.

Se dice que una red de dos puertas es incondicionalmente estable a una determinada frecuencia cuando no presenta oscilaciones a su entrada ni a su salida para toda impedancia pasiva de entrada y de carga. La estabilidad incondicional de un dispositivo puede determinarse a partir de sus parámetros S mediante el denominado factor de estabilidad de Rollett (o factor K)

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} \quad , \quad \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

que establece que un sistema es incondicionalmente estable cuando se verifica que

$$K > 1 \quad , \quad |\Delta| < 1$$

Normalmente los transistores y amplificadores presentan valores $|\Delta|$ menores que la unidad por lo que es práctica habitual prescindir de este parámetro a la hora de evaluar la estabilidad. Se demuestra que el factor K de una red de dos puertas que es invariante frente a la inserción de redes recíprocas y sin pérdidas a su entrada y/o a su salida [6]. Así mismo también es interesante destacar como este factor aumenta cuando se introducen elementos con pérdidas a su entrada y/o a su salida.

Como se tendrá ocasión de comprobar en capítulos posteriores, en sistemas multietapa como el desarrollado en este trabajo, la estabilidad global del amplificador se ve notablemente mejorada respecto a la que presentan los dispositivos activos por separado. Aún así, es importante obtener una adecuada estabilidad de los componentes activos antes de proceder al diseño del amplificador.

En el diseño realizado, los dispositivos activos requirieron la inserción de un circuito de estabilización para garantizar un comportamiento adecuado. Este circuito está compuesto por un camino RLC serie a tierra en drenador y una inductancia serie en el camino de fuente a tierra. El proceso de estabilización haciendo uso del circuito descrito es recursivo ya que los elementos de estabilización son también utilizados para la optimización de las características

del amplificador, por lo tanto es necesario evaluar si se logra una adecuada estabilidad del conjunto formado por el transistor y su correspondiente circuito de estabilización para poder validar el proceso de optimización.

Una vez alcanzada la estabilidad adecuada de los transistores utilizados, el siguiente paso de diseño corresponde a encontrar el modo de funcionamiento de estos dispositivos que logre realizar el tipo de diseño de amplificador deseado. Por modo de funcionamiento del transistor, nos referimos a las impedancias de entrada y de salida que se le presentan, que junto con el punto de polarización y la temperatura son los elementos que van a definir el comportamiento de un determinado dispositivo activo.

En el caso de un amplificador de una sola etapa y de manera muy simplificada, un diseño de bajo ruido requiere el análisis de la impedancia óptima de ruido del transistor⁵ (Z_{OPT}) para posteriormente estudiar cómo adaptarla a la impedancia de entrada del amplificador (habitualmente 50Ω).

Cuando se trabaja con sistemas multietapa, el número de parámetros en juego es mucho mayor, la carga de los transistores es más compleja y esta contiene a su vez nuevos dispositivos activos. No obstante la forma habitual de proceder para este tipo de diseños es llevar a cabo un análisis preliminar análogo al de un amplificador de una sola etapa para el primer transistor, que esencialmente es el que va a determinar el comportamiento en ruido del amplificador. De esta forma es posible hacerse una idea del aspecto que presenta Z_{OPT} para proceder a su adaptación. En estos casos es indispensable, desde los primeros instantes de diseño, recurrir a herramientas CAD para poder abordar el comportamiento global de todos los componentes que conforman este tipo de sistemas más complejos.

En el caso de este trabajo la explicación acerca de cómo determinar el modo de funcionamiento del transistor no acabaría en este punto, ya que el tipo de diseño a realizar presenta un grado de complejidad adicional al de bajo ruido: el objetivo de que el amplificador presente a su entrada también un buen comportamiento en reflexión. Un diseño en el que estrictamente se desea un buen comportamiento en reflexión (tanto a la entrada como a la salida) se denomina de máxima ganancia, y corresponde junto con el de bajo ruido a uno más de la serie de tipos canónicos de diseño de amplificadores, objeto de estudio en los

⁵ Esta impedancia es la que presentada a la entrada del transistor da lugar a que este proporcione su mejor comportamiento en ruido. Los parámetros que definen el comportamiento en ruido son en total cuatro y dos de ellos corresponden a la parte real e imaginaria de Z_{OPT} [4].

textos dedicados a este campo. Para este tipo de diseño en concreto, la manera de proceder, nuevamente para una sola etapa y de manera muy simplificada, es la que sigue. Partiendo de un transistor estabilizado, de forma que presente un comportamiento incondicionalmente estable en la banda de trabajo, se establecen a partir de los parámetros S las impedancias que se han de presentar tanto a su entrada (Z_{MS}) como a su salida (Z_{ML}) para lograr el comportamiento de máxima ganancia deseado. Posteriormente se diseñan las redes de acoplo de entrada y de salida de manera que adapten estas impedancias a las de entrada y salida del amplificador (normalmente 50Ω).

De nuevo para este tipo de diseño de máxima ganancia, un desarrollo multietapa sería más complicado debido a la complejidad de las cargas de los transistores y al elevado número de parámetros en juego. Por lo que es necesario recurrir de nuevo al uso de herramientas CAD. Puede ser interesante para evaluar el comportamiento del diseño tener en cuenta y simular el aspecto del parámetro Z_{MS} .

La complicación por tanto del desarrollo realizado radica en que se desea lograr un compromiso entre el comportamiento de los dos tipos de diseño descritos, de bajo ruido y de máxima ganancia. Esto, de manera simple y de nuevo volviendo al caso de un amplificador de una sola etapa, implicaría intentar hacer coincidir o llegar a un compromiso entre, las impedancias Z_{OPT} de ruido y Z_{MS} de acoplo conjugado a la entrada, problema que se encuentra analizado en [7].

Por tanto la manera más adecuada de proceder para un diseño multietapa como el realizado, es recurrir desde los instantes iniciales de diseño a herramientas CAD adecuadas que permitan analizar la complejidad del sistema, evaluando de forma prácticamente instantánea las consecuencias de las diversas modificaciones que se pueden realizar sobre el diseño.

El diseño de LNAs multietapa empleado en este trabajo puede enmarcarse dentro de una serie de técnicas que aparecen descritas en la literatura [2], [4]:

- La técnica de redes de acoplo compensadas, utilizada en las interetapas y red de acoplo de salida para contrarrestar la caída intrínseca del parámetro S_{21} (aproximadamente 6 dB/octava) que presenta el dispositivo activo manejado.
- También se ha recurrido a la técnica de redes de acoplo resistivas, como consecuencia de hacer uso de circuitos RLC serie para la estabilización en combinación con stubs de alta impedancia.
- Finalmente cabe mencionar la técnica de realimentación. Se trata de un término muy amplio, que se ha utilizado en este caso en la realimentación inductiva de fuente, [8], [9],

y que tiene como consecuencia algún tipo de penalización en ganancia. No se trata por tanto de un claro método de ecualización, aunque sí tiene su peso en la mejora global del diseño durante el proceso de optimización.

1.5 Objetivos de diseño

Los objetivos del diseño desarrollado eran imprecisos al comienzo del trabajo dado que el objeto de este era el de investigar cómo alcanzar un buen grado compromiso entre distintos parámetros interrelacionados. A pesar de lo anterior, a continuación en la Tabla 1.5.1, se enumeran las distintas cualidades que se han ido recopilando de las discusiones previas al diseño, así como de las decisiones que se han ido adoptando durante el proceso de diseño y caracterización. Se ha decidido incluir en dicha tabla tanto los objetivos correspondientes al trabajo realizado como los del proyecto en el que se enmarca.

Tabla 1.5.1. Objetivos marcados para el proyecto AMSTAR+
y para el diseño del amplificador YXR1.

Objetivo	Valor / Tipo	AMSTAR+	YXR1
Rango frecuencia	4-12GHz	✓	✓
Nº etapas	3	✓	✓
Reflexión entrada	< -10dB	✓	✓
Reflexión salida	< -10dB	✓	✓
Temperatura ruido	< 6.5K	✓	✓
Ganancia	~ 30dB	✓	✓
Intervalo ganancia*	< 3dB	✓	✓
Área transversal	25.4mm x 25.4mm	✓	
Nº líneas polarización	Mínimo	✓	
Interfaz Radiofrecuencia	SMA hembra	✓	✓
Interfaz DC	MDM	✓	✓
Material chasis	Latón	✓	✓
Otros aspectos	T de polarización	✓	✓

$$^* \Delta S_{21} \equiv |S_{21,max} - S_{21,min}|$$

Es importante tener en cuenta que estos objetivos podrían ser modificados tanto en un sentido más restrictivo como en el contrario en función de resultados futuros y de decisiones tomadas en relación al proyecto.

1.6 Estado del arte

La conveniencia para los sistemas de detección en radioastronomía, de la conexión directa o la integración de la etapa de mezclado y amplificación ha sido sujeto de estudio teórico y experimental en numerosas ocasiones. En este apartado se incluye una breve descripción de los trabajos considerados más relevantes para el desarrollo de este trabajo.

En la década de los 80 Weinreb S. realizó un estudio [10] en el que discutía la posibilidad de conectar en cascada un mezclador SIS y amplificador de IF implementado con tecnología HEMT. Su análisis teórico cubría aspectos como el de las impedancias a utilizar para un comportamiento óptimo en ruido y estabilidad, y abordaba la discusión acerca del manejo de una impedancia de referencia de 50Ω en la interfase entre las dos etapas.

Casi una década después de la publicación de Weinreb, Padin et al [11] diseñaban un sistema integrado funcional manejando mezcladores SIS y en este caso un preamplificador de IF de una sola etapa. El diseño fue probado tanto con tecnologías HEMT de GaAs como de InP. Funcionaba en el rango de frecuencias de LO de 205-270GHz y de 1-5GHz para la IF, logrando temperaturas de ruido de 20-30K y 10-20dB de ganancia para un receptor de doble banda lateral (DSB de las siglas en inglés de *Double SideBand*), Figura 1.6.1. El principal interés de ese diseño corresponde a la no utilización de una impedancia de referencia de 50Ω en la interfase.

En 2001 Lauria et al propusieron un prototipo [12] con frecuencia de LO parecida al anterior, 200-300GHz, pero distinta banda de IF, 4-12GHz. En este caso el semiconductor seleccionado era InP, logrando una temperatura de ruido del orden de 40-60K y una ganancia de 30-40dB para un sistema modelado a temperatura ambiente. Este diseño utilizaba una impedancia de referencia en la interfase de 50Ω y un diseño modular que permitía la caracterización independiente de las dos etapas involucradas.

Como último ejemplo de trabajo experimental en este campo, en 2004 y haciendo uso del mismo diseño que Lauria et al, Pan et al [13] implementaron un prototipo para la banda de LO 84-116GHz y 4-12GHz para IF, con una salida de 50Ω del mezclador SIS mejorada. De nuevo trabajaban con transistores de InP y haciendo uso del diseño modular obtuvieron para el amplificador una temperatura de ruido de 4.5K y una ganancia de 35dB midiendo con una referencia de 50Ω . El sistema combinado, Figura 1.6.2, lograba una temperatura de ruido de 15-20K en la mayor parte de la banda para un receptor DSB.

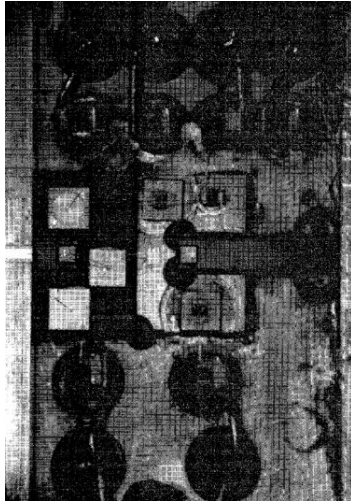


Figura 1.6.1. Diseño integrado de Padin et al 1996.

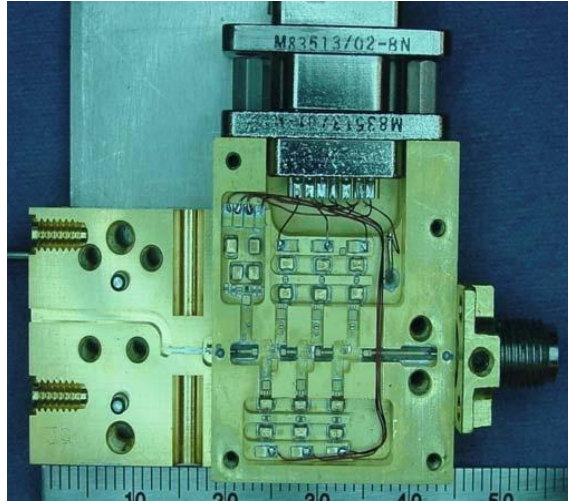


Figura 1.6.2. Diseño integrado de Pan et al 2004.

1.7 Componentes y materiales

El tipo de diseño realizado corresponde al de un amplificador híbrido en tecnología microstrip. Se trata de un sistema híbrido ya que combina un sustrato en el que se implementan las líneas de transmisión con componentes discretos conectados mediante hilo de bonding o epoxy conductor [2]. La tecnología microstrip hace referencia al tipo de líneas de transmisión utilizadas [2], [4].

Tanto el circuito microstrip de radiofrecuencia como las placas de polarización han sido implementadas haciendo uso del sustrato DUROID 6002 (PTFE/cerámico de $\epsilon_r = 2.94$) de 0.25mm de grosor con un recubrimiento de 0.5 oz/ft² de cobre depositado electroquímicamente en ambas caras y dorado con aproximadamente 6µm de oro blando. Este sustrato presenta una excelente estabilidad térmica con un bajo coeficiente de expansión de valor muy próximo al de su recubrimiento de cobre, y ha sido utilizado en multitud de aplicaciones criogénicas y con muy buenos resultados en el CAY.

La topología de las líneas microstrip sobre el sustrato descrito se lleva a cabo mediante un proceso de fresado láser con un sistema LPKF ProtoLaser 200. El mínimo grosor de línea con adecuadas propiedades de adherencia para este sistema de fresado y el sustrato utilizado es del orden de 100µm, no obstante para todo el diseño se ha manejado una anchura de línea mínima de 150µm. El mínimo espaciado entre líneas utilizado en el diseño es de 200µm no obstante la tolerancia del sistema de fresado puede fácilmente superar este límite.

Entre los distintos elementos del amplificador, tanto líneas de transmisión como componentes discretos o dispositivos activos, las señales son transmitidas mediante hilos de bonding sencillos o conjuntos de estos, cuya contribución en radiofrecuencia se modela por una inductancia. El tipo de bonding utilizado es ultrasónico con hilo de oro, tecnología que requiere de un recubrimiento de oro blando para lograr una correcta adherencia.

Todos los componentes discretos no activos manejados en el diseño han sido probados y modelados para diseños anteriores realizados en el CAY. Su utilidad se basa tanto en sus propiedades mecánicas como en la persistencia de sus valores a temperaturas criogénicas. Por tanto para el diseño teórico se han aplicado modelos en parámetros concentrados previamente desarrollados en el CAY teniendo en cuenta las resonancias en paralelo para los componentes que así requerían (condensadores de 22pF). Los conectores de radiofrecuencia también se encuentran modelados para tener en cuenta su contribución en el comportamiento simulado del amplificador.

1.8 Dispositivo activo

Como dispositivo activo se emplea un transistor HEMT (respondiendo a las siglas en inglés de *High Electron Mobility Transistor*) fabricado sobre un sustrato de InP, Figura 1.8.1. Se trata de un dispositivo desarrollado en tecnología de 100nm (longitud de puerta) con una anchura de puerta de 150 μ m distribuida en 6 dedos como se observa en la Figura 1.8.2. El fabricante del transistor es HRL Laboratories (CA, Estados Unidos) [20].

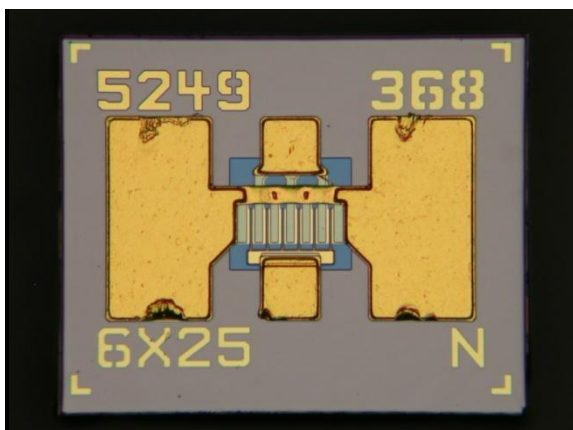


Figura 1.8.1. Transistor utilizado.

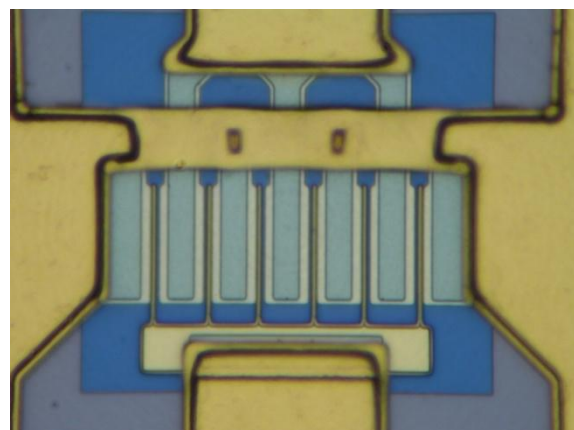


Figura 1.8.2. Detalle del transistor utilizado.

La selección de este dispositivo se realizó en base a su disponibilidad y a que se había empleado con anterioridad para otros desarrollos con excelentes resultados [9].

Se trata de un dispositivo semiconductor de dopado modulado [14] en el que, haciendo uso de una heteroestructura (combinación de distintos semiconductores con distintas propiedades), se logra la formación de un pozo en el que los electrones quedan aislados de las impurezas que los liberan y que puede actuar como canal de una estructura FET. En este canal se logra una importante reducción de los mecanismos de scattering con impurezas ionizadas que tienen lugar a bajas temperaturas, lo cual se traduce en movilidades muy altas (del orden de $10,000\text{cm}^2/\text{Vs}$ [20]) permitiendo su aplicación en desarrollos a altas frecuencias, y en un buen comportamiento en términos de ruido. Los electrones aislados de sus impurezas se encuentran localizados en una capa muy fina de semiconductor presentando un comportamiento gas de electrones bidimensional (2DEG) [15]. En Figura 1.8.3 se representa esquemáticamente la estructura típica de un transistor HEMT en la que se aprecian las distintas capas de semiconductor que conforman la heteroestructura.

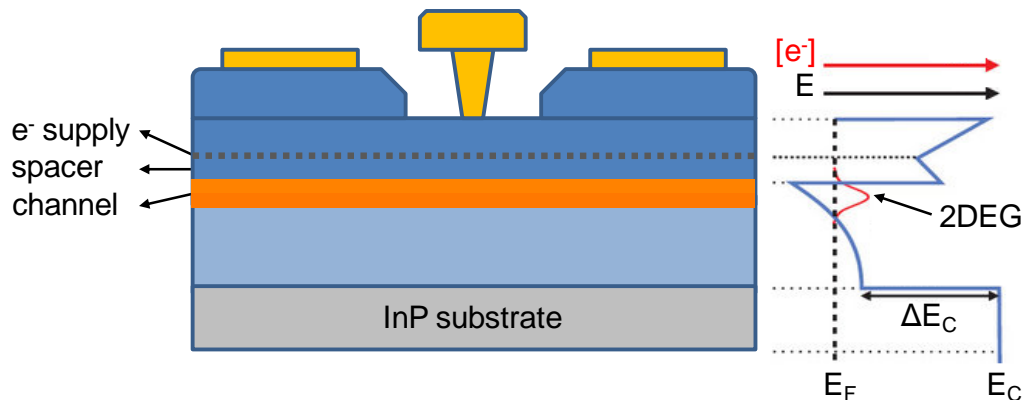


Figura 1.8.3. Estructura de la heterounión que forma el transistor y diagrama de energías.

El modelo utilizado para simular el comportamiento en radiofrecuencia del transistor es el de pequeña señal que aparece en Figura 1.8.4. La determinación de los parámetros del modelo se lleva a cabo combinando medidas DC con medidas de parámetros S. La medida de parámetros S a temperatura criogénica se realiza mediante un sistema de prueba con entrada y salida en línea microstrip sobre el que previamente se ha llevado a cabo una calibración TRL (que responde a las siglas en inglés de *Thru-Reflect-Line*) hasta 40GHz. El dispositivo activo se fija al sistema de medida mediante hilos de bonding y se mide en un VNA.

El modelo de ruido manejado corresponde al desarrollado por Pospieszalski [16]. Este presenta la importante ventaja de ser compatible con el modelo de pequeña señal utilizado ya que define el comportamiento en ruido a partir de la temperatura de dos resistencias, la entrada (R_{gs}) y la salida (R_{ds}), Figura 1.8.4. Las numerosas caracterizaciones en ruido realizadas en el CAY ha llevado a la conclusión de que la temperatura de R_{ds} es normalmente

muy parecida o igual a la temperatura ambiente del transistor mientras que la temperatura R_{gs} del orden de algunos cientos de grados kelvin.

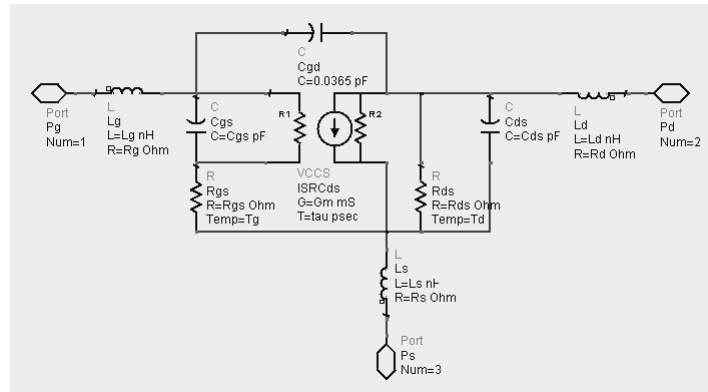


Figura 1.8.4. Modelo de pequeña señal utilizado.

Los parámetros que caracterizan el modelo de ruido descrito se determinan a partir del ajuste de medidas de ruido realizadas sobre un amplificador de prueba en el que se inserta el transistor sujeto a estudio como primera etapa. Dicho amplificador de prueba presenta una segunda etapa de comportamiento bien conocido tanto en parámetros S como en ruido.

Es importante destacar que la caracterización descrita del dispositivo activo utilizado se había llevado a cabo con anterioridad al comienzo del presente trabajo debido a su uso en otros desarrollos realizados en el CAY.

1.9 Herramientas CAD

Para el diseño del amplificador presentado se ha recurrido al uso de dos herramientas CAD absolutamente imprescindibles, el paquete Advanced Design System (ADS) de Agilent Technologies manejado para todo el apartado de simulación y optimización de del sistema de radiofrecuencia, y el programa AutoCAD de Autodesk necesario para cubrir todos los aspectos relacionados al diseño mecánico del amplificador.

ADS es un software de simulación electrónica especialmente enfocado al diseño a alta frecuencia. Permite opciones muy avanzadas en cálculo y presenta una muy buena herramienta de optimización y sintonización, con la que es posible evaluar en tiempo real el efecto de someter a un sistema de complejidad importante a variaciones controladas de distintos parámetros. Ha sido utilizado en este trabajo tanto para la simulación y optimización iniciales como para el proceso de sintonización. Todos los esquemas de circuitos utilizados a lo largo de este informe han sido realizados haciendo uso de este software.

El paquete de software AutoCAD es una herramienta empleada en muchos campos del diseño. En el prototipo desarrollado ha sido empleado para el diseño mecánico y la acotación del chasis del amplificador necesario para su elaboración en el taller mecánico del CAY. Así mismo también se recurrió a este software para generar los ficheros utilizados por la máquina de fresado laser.

II. Diseño Teórico

Una vez establecida la base teórica correspondiente, en el este capítulo se aborda la descripción del procedimiento del diseño teórico del amplificador. Se analizan distintos aspectos como la estabilidad del transistor empleado y la elección de la configuración de amplificador más adecuada que permita alcanzar un compromiso entre los objetivos de diseño planteados.

2.1 Estabilidad del dispositivo activo

El transistor por sí solo no establece al presentar un factor K menor que la unidad, como se observa en la Figura 2.1.1. Por lo tanto es necesario introducir elementos de estabilización para garantizar un buen comportamiento. Como se ha descrito anteriormente, la estabilización se lleva a cabo mediante una serie de componentes en parámetros concentrados, Figura 2.1.2:

- Un circuito RLC serie a tierra en drenador, que actúa de carga resistiva a la salida del transistor lo cual permite además ecualizar la ganancia del amplificador.
- Una inductancia serie a tierra en fuente [8].

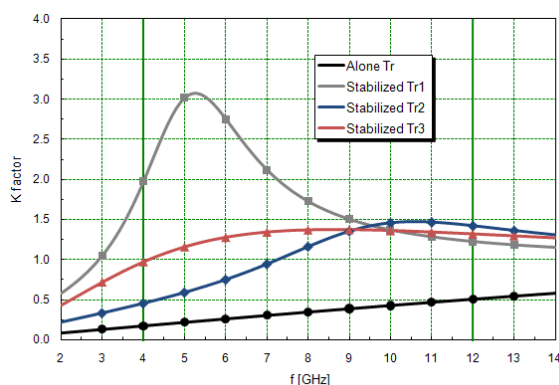


Figura 2.1.1. Comparativa de estabilidad.

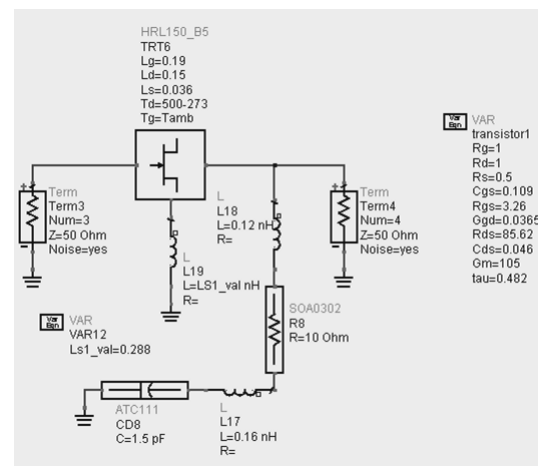


Figura 2.1.2. Circuito de estabilización del transistor de la primera etapa

Para verificar la estabilidad de cada una de las etapas en relación a la del transistor por sí solo se lleva a cabo la representación conjunta del factor K de este, y de los transistores de cada una de las etapas del amplificador con su correspondiente circuito de estabilización,

Figura 2.1.1. En dicha representación se observa la importante mejora en estabilidad en todas las etapas. La necesaria estabilidad a bajas frecuencias la proporciona la estructura filtro paso baja del circuito de polarización de puerta, dando lugar a un comportamiento global estable del amplificador como tendremos ocasión de comprobar en apartados posteriores de este capítulo.

2.2 Diseño de los circuitos de radiofrecuencia

Los circuitos de radiofrecuencia fueron simulados haciendo uso del software ADS, perfilando y optimizando el comportamiento del sistema hasta lograr el mejor compromiso entre los diversos objetivos de diseño propuestos.

El modelo teórico del sistema que finalmente evolucionaría a ser el prototipo descrito en este trabajo se basa en el diseño de un amplificador desarrollado en el CAY, el YXA serie 1 [9]. YXA fue diseñado en el rango de frecuencias de IF de 4-12GHz utilizando los mismos transistores que en el presente trabajo, para su uso en la Banda 9 (600-720GHz) de los radiotelescopios del proyecto ALMA (que proviene de las siglas en inglés de *Atacama Large Millimeter Array*). Nuestro primer diseño es un modelo inspirado en el desarrollo teórico de dicho amplificador sobre el que se llevaron a cabo modificaciones y ajustes para cumplir los objetivos del nuevo diseño. Estas modificaciones se introdujeron de forma manual, modificando parámetros e introduciendo nuevas estructuras para hacer tender globalmente el comportamiento del sistema hacia el deseado.

Una vez alcanzada una primera aproximación al diseño, este se somete a un proceso de optimización en el que la prioridad de los parámetros a optimizar es establecida en buena medida en base al conocimiento adquirido durante la modificación manual de parámetros. Dada la naturaleza de los principales objetivos de diseño, buen comportamiento en ruido y en reflexión a la entrada, y el peso que en estos tiene en el comportamiento de la red de acoplo de entrada, la optimización se lleva a cabo en dos fases claramente diferenciadas que se describen a continuación:

- En una primera fase se da un mayor peso al objetivo de mejorar la reflexión de entrada manteniendo valores adecuados de temperatura de ruido. Para este proceso fue necesario un elevado número de pruebas del conjunto de variables a optimizar, seleccionando estas de entre los parámetros de la red de acoplo de entrada y los componentes más próximos a

la salida del primer transistor. La Figura 2.2.1 representa un esquema de la red de acoplo de entrada mostrando el elevado número de parámetros involucrados en el diseño.

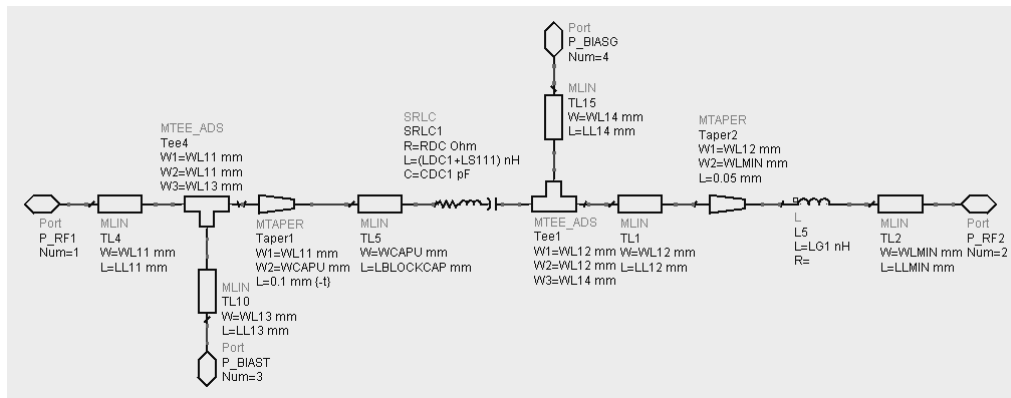


Figura 2.2.1. Modelo de la red de acoplo de entrada.

- Tras lograr los objetivos anteriores se procede a un refinamiento global del comportamiento del amplificador, en el que se impone un mayor peso a la obtención del nivel y planitud de ganancia deseados, cuidando en todo momento de no degradar la reflexión de salida ni los valores ya obtenidos de reflexión de entrada y ruido. Este procedimiento se lleva a cabo manejando fundamentalmente los elementos de las dos interetapas, la red de acoplo de salida y los elementos en parámetros concentrados introducidos para la estabilización de los transistores de la segunda y tercera etapa.

El proceso de optimización es tedioso y requiere trabajar con distintos métodos. Normalmente se realiza una primera aproximación utilizando un método aleatorio que permite tantear si es posible lograr un determinado resultado, y posteriormente se utiliza un método menos flexible de tipo gradiente que permite lograr resultados más finos.

El punto más crítico del diseño corresponde a la red de acoplo de entrada, ya que como se ha mencionado caracteriza el comportamiento en ruido y en reflexión de entrada del amplificador. Esta red está compuesta por una línea de transmisión que se comporta como transformador de impedancia seguido de una línea de transmisión de muy alta impedancia constituida por un hilo de bonding de dimensión considerable, y es en esencia esta combinación de elementos la que proporciona la impedancia adecuada a la entrada del transistor para lograr el comportamiento deseado en ruido y reflexión de entrada.

Un punto importante en el diseño de amplificadores de microondas lo constituyen las estructuras auxiliares que se introducen para permitir la sintonía del comportamiento del sistema. En el diseño presentado, estos elementos son pequeñas islas distribuidas en la periferia de algunas líneas de transmisión que permiten aumentar si fuera necesario su

anchura equivalente (menor impedancia), o dispuestas de forma que permiten aumentar la longitud de algunos hilos de bonding (mayor inductancia).

Se considera interesante mencionar que antes de emprender el proceso de diseño descrito se llevó a cabo un estudio teórico de las posibles estructuras que permitían satisfacer los objetivos propuestos de diseño. En este estudio inicialmente se evaluó el comportamiento de distintas configuraciones de elementos en parámetros concentrados, que posteriormente fueron sustituidos por estructuras equivalentes en línea de transmisión. Con este estudio se logró adquirir conocimientos acerca de las posibles redes de acoplo útiles y del peso de los distintos parámetros involucrados en este tipo de diseños.

2.3 Diseño de los circuitos de polarización

Además de la distribución de los niveles de DC necesarios para el funcionamiento de los dispositivos activos, las redes de polarización de los amplificadores de microondas multietapa tienen los siguientes cometidos:

- En el caso de la red de puerta se incluye un divisor de tensión que proporciona protección frente a descargas electrostáticas (ESD que proviene de las siglas en inglés de *ElectroStatic Discharge*) para las puertas transistores.
- Tanto en las redes de polarización de puerta como en las de drenador, su estructura filtro paso baja proporciona compatibilidad electromagnética (EMC de las siglas en inglés de *ElectroMagnetic Compatibility*) para reducir el posible efecto de señales introducidas por los cables de polarización y que pudieran ser amplificadas por los transistores. Como ya se ha mencionado, en el caso del circuito de puerta esta estructura además contribuye a la estabilización a baja frecuencia.

Es importante prestar atención durante el diseño a que la resistencia total que ofrece el camino de polarización de drenador sea baja, ya que puede ser una contribución importante a la disipación total de potencia del amplificador. En este sentido el camino de puerta no presenta este tipo de problema ya que la corriente que circula es prácticamente nula.

Los esquemas de las redes de polarización finalmente utilizadas para el diseño son los que aparecen en la Figura 2.3.1, donde se observa que los circuitos de polarización de puerta son idénticos para las 3 etapas, mientras que los circuitos de drenador difieren en el filtrado de alta frecuencia y en la carga resistiva de estabilización que se encuentra etiquetada coincidiendo

con su correspondiente etapa. También se observa como las resistencias introducidas en el circuito de polarización del mezclador tuvieron que ser cortocircuitadas en el diseño final por requerimientos del sistema de estabilización del punto de trabajo del mezclador.

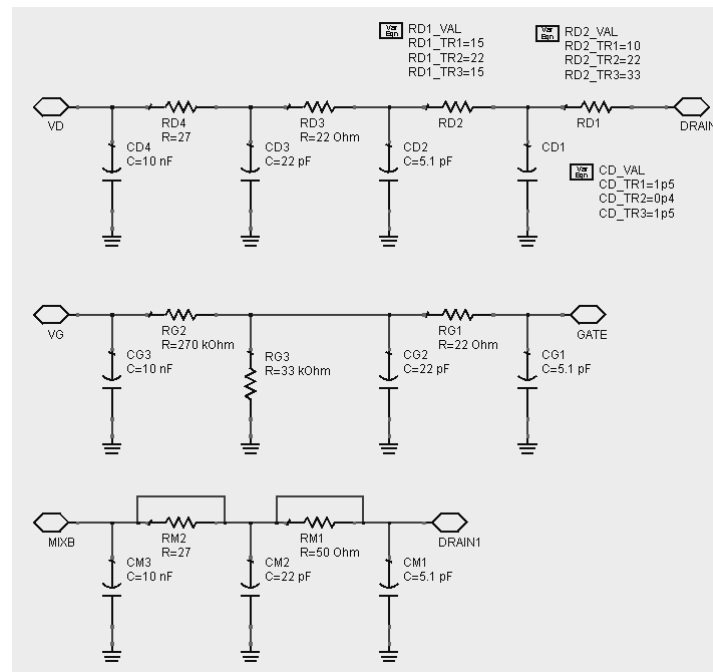


Figura 2.3.1. Esquema de los tres tipos de circuitos de polarización: drenador, puerta y mezclador.

2.4 Modelo del amplificador YXR1

El modelo final diseñado en ADS es el que aparece en la Figura 2.4.1. Se trata de un diseño modular en el que las distintas cajas representan los elementos del diseño⁶, transistores, redes de acoplo, conectores de RF y circuitos de polarización. Como se observa los parámetros más importantes de estos elementos son accesibles lo que hace el proceso de modificación manual de parámetros y optimización mucho más sencillo.

⁶ No se incluye un detalle de los circuitos de estos elementos, no obstante, anteriormente como ejemplo se representó la red de acoplo de entrada en la Figura 2.2.1.

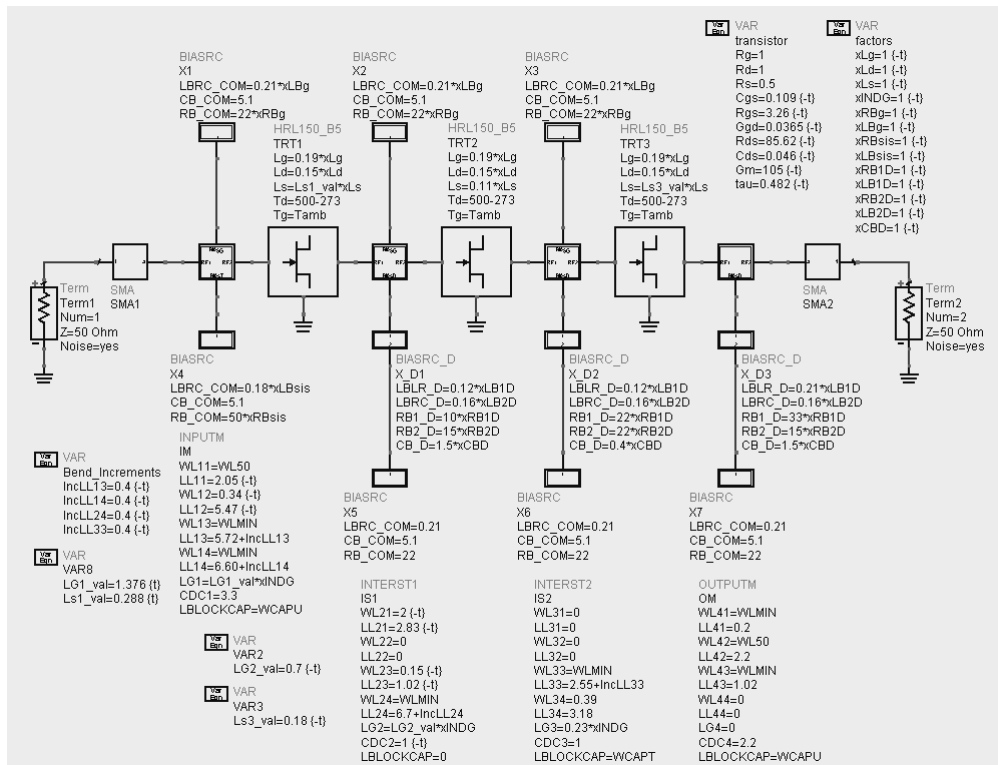


Figura 2.4.1. Modelo teórico del sistema diseñado.

El comportamiento simulado del amplificador para una temperatura de 15K el que aparece en las Figuras 2.4.2 y 2.4.3.

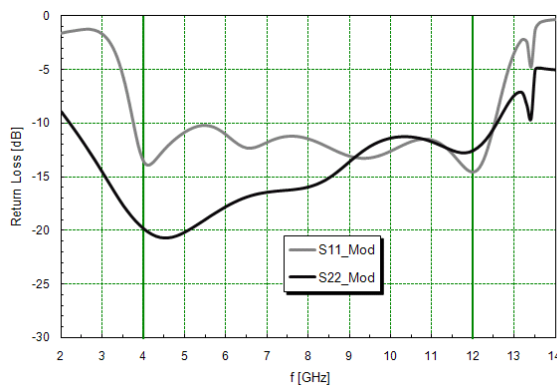


Figura 2.4.2. Modelo a T=15K. Comportamiento en reflexión de YXR1.

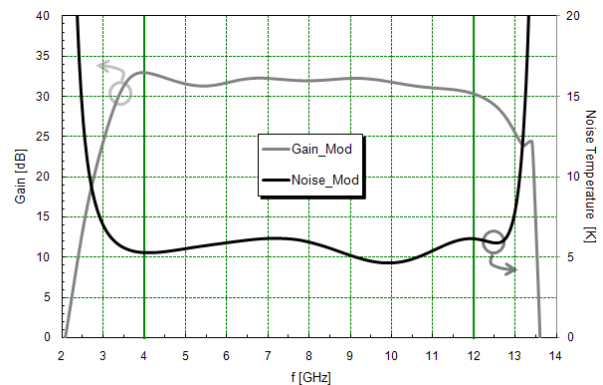


Figura 2.4.3. Modelo a T=15K. Ganancia y ruido de YXR1.

Observamos cómo se logra alcanzar un buen compromiso entre todos los objetivos de diseño. La reflexión tanto de entrada como de salida queda por debajo de los 10dB y el ruido se encuentra en toda la banda por debajo de los 6.5K. En cuanto a la ganancia, esta presenta un comportamiento plano en la banda con un intervalo de 2.6dB y un valor promedio de 31.8dB.

Durante todo el proceso de diseño y en concreto durante el de optimización, es importante monitorizar la estabilidad global del amplificador detectando posibles inestabilidades para aislar sus posibles fuentes. La estabilidad del sistema finalmente diseñado es la que aparece en la Figura 2.4.4 representando a través de su correspondiente factor K.

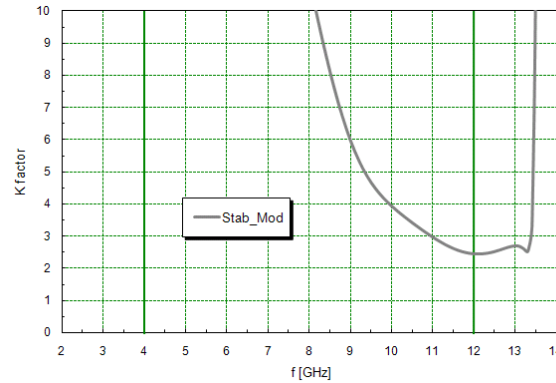


Figura 2.4.4. Estabilidad del amplificador completo.

Como se observa el sistema global cumple los requisitos de estabilidad necesarios, factor K por encima de la unidad. Recordando el comportamiento en estabilidad de los transistores y sus correspondientes circuitos de estabilización analizados en el apartado 2.1 se apreciará claramente como el comportamiento global del sistema es más estable que la de los transistores con sus correspondientes circuitos de estabilización.

III. Diseño Experimental

En este capítulo se describen los aspectos relacionados con la implementación física del amplificador. Se ha decidido incluir la descripción del sistema de medida, aunque los resultados obtenidos se detallan en el siguiente capítulo.

3.1 Diseño mecánico del amplificador YXR1

El prototipo diseñado es el que aparece en las Figuras 3.1.1 y 3.1.2.

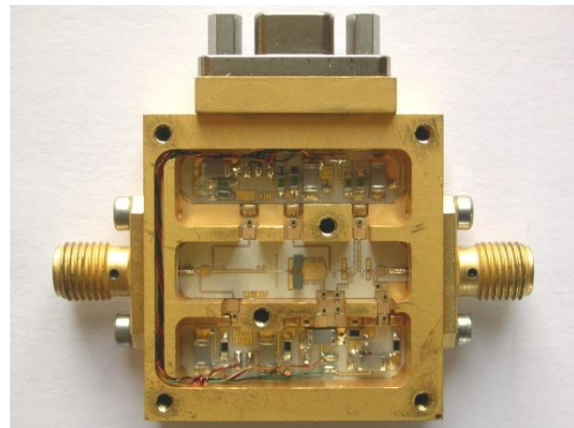
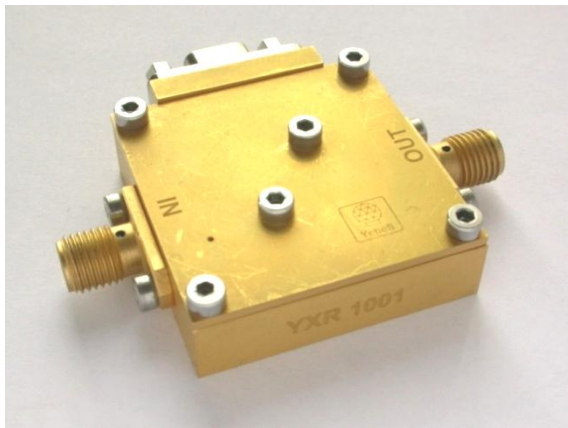


Figura 3.1.1. Vista externa del amplificador YXR1.

Figura 3.1.2. Vista interna del amplificador YXR1.

La implementación física del chasis del amplificador diseñado se realizó en los talleres del CAY haciendo uso de una máquina de control numérico de 3 ejes KONDIA B-500. Dicho chasis se obtiene de una pieza sólida de latón mediante un proceso de vaciado por fresado, lo hace necesario tener en cuenta las siguientes limitaciones de este tipo de tecnología durante el desarrollo del diseño:

- Esquinas interiores han de ser redondeadas.
- Una mayor complejidad de la pieza normalmente implica un mayor número herramientas, lo cual se traduce en el aumento del tiempo empleado en la programación de la máquina de control numérico y en el seguimiento del mecanizado de la pieza.

La topología seleccionada para el chasis del amplificador sitúa el circuito de radiofrecuencia en una cavidad central con dos cavidades de polarización una a cada lado de esta, como se observa en la Figura 3.1.2. Esto hace que solamente una de las cavidades se encuentre

directamente comunicada con el conector MDM de polarización. La topología descrita hace necesario el paso de algunas líneas de polarización de una de las cavidades de polarización a la otra, esto se lleva a cabo bordeando la cavidad central mediante un túnel horadado en la porción de chasis que queda por encima del conector de radiofrecuencia de entrada. La necesaria comunicación de la cavidad central con las laterales para distribuir las distintas señales de polarización se lleva a cabo a través de ranuras en las paredes divisorias.

Se recurre por tanto a dos placas de polarización independientes, una para el filtrado y polarización de tanto drenador como mezclador y otra para el filtrado y polarización de puerta. La cavidad central es de dimensiones transversales 6.2mm x 4.0mm lo que supone una guía de onda equivalente de frecuencia de corte muy por encima de la banda de trabajo, 24.2GHz. Es importante destacar la importancia de tener en cuenta y detectar las posibles resonancias de las cavidades que pueden tener lugar en este tipo de diseños.

Se ha recurrido al software AutoCAD para el diseño de los planos de taller del chasis, Figura 3.1.3. La topología de los substratos de radiofrecuencia y polarización, y los ficheros necesarios para la máquina de fresado laser también han sido generados mediante AutoCAD, en la Figura 3.1.4 aparecen algunos de los substratos implementados mediante esta tecnología.

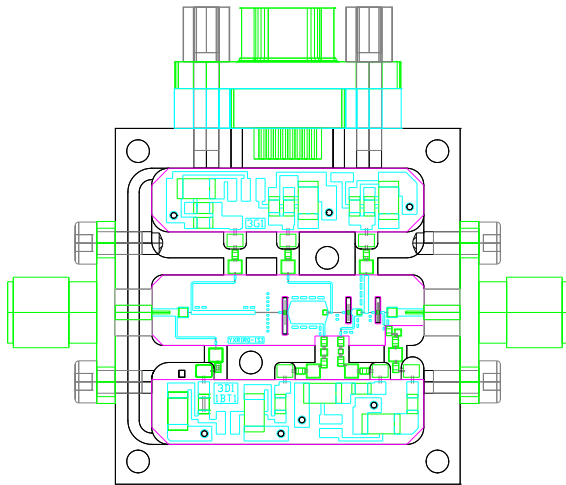


Figura 3.1.3. Chasis y circuitos del prototipo.

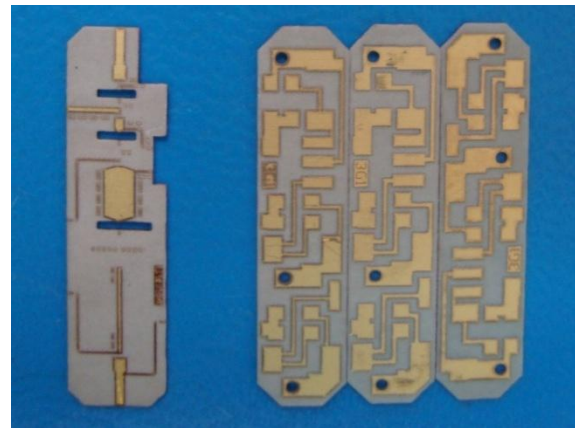


Figura 3.1.4. Algunos substratos implementados.

3.2 Montaje del amplificador

A continuación se describen una serie de aspectos relativos al montaje del sistema y a los componentes manejados que se han considerado relevantes:

- Los conectores SMA utilizados fueron ensamblados soldando en primer lugar el pin central a la línea de entrada/salida y posteriormente insertando el correspondiente aislante

y parte externa del conector. Esta soldadura es por tanto el único punto de fijación lo que permite un deslizamiento a lo largo del eje del pin que evita roturas durante los ciclos térmicos.

- Con el fin de eliminar posibles resonancias, se fija una pieza de adsorbente (Emerson&Cuming ECCOSORB MF 124) mediante epoxi conductor (EPOTEK H20E) a la tapa del amplificador, cubriendo la cavidad de radiofrecuencia desde la primera interetapa hasta la salida. Este tipo de estructuras no se utilizan sobre la red de acoplo de entrada ya que introducirían pérdidas que degradarían el comportamiento en ruido.
- Los substratos de radiofrecuencia y de polarización se fijan al chasis mediante epoxi conductor. Para trasladar la referencia de tierra a la cara superior de los substratos de polarización en las proximidades de los condensadores de mayor valor se introducen pines de 0.5mm de diámetro adheridas al chasis y al substrato mediante epoxi conductor.
- Los transistores se fijan a la cavidad de radiofrecuencia mediante epoxy conductor sobre unos pedestales destinados a elevar este dispositivo de manera que su plano superior quede a la misma altura que el substrato de radiofrecuencia. El bonding de los hilos de fuente se realiza desde los correspondientes terminales del transistor hasta estos pedestales. El terminal de puerta de cada transistor se conecta mediante un único hilo de bonding de mínima longitud a una línea de reducidas dimensiones ($200\mu\text{m} \times 150\mu\text{m}$) destinada a tal efecto en el substrato de radiofrecuencia, y sobre éstas se adhiere el hilo de bonding de longitud adecuada para lograr el comportamiento deseado a la entrada de los transistores. Se procede de esta manera para evitar en la medida de lo posible el deterioro los conectores de puerta del transistor durante el proceso de sintonía.
- En la cavidad de radiofrecuencia los condensadores de bloqueo DC se adhieren a la correspondiente línea por su lado inferior mediante epoxi conductor, y desde su parte superior se conectan a la siguiente línea mediante uno, dos o tres hilos de bonding.
- En relación al proceso de bonding, mencionar que se utilizó un hilo de Au de $17.5\mu\text{m}$ diámetro (Müller Feindraht AG AW7) en todos los casos.

Debido a la inexistencia inicial de especificaciones en lo relativo a la polarización del mezclador, se decidió diseñar una red de polarización similar a la utilizada para la el drenador de los transistores, consistente en una serie de filtros RC con valores cada vez más altos de capacidad. Cuando finalmente se proporcionaron unas especificaciones, éstas únicamente establecían la condición de que el camino debía ser estrictamente reactivo. Por lo tanto para

lograr alcanzar esta especificación en el reducido espacio de la cavidad de polarización, se optó por convertir el camino existente en uno estrictamente capacitativo mediante el cortocircuitado de las resistencias. Esta solución introdujo algunas resonancias a baja frecuencia y fuera de la banda de poca importancia y presenta la ventaja de ser fácilmente reversible.

3.3 Medida y ecualización

Una vez implementado físicamente el prototipo, se procede a su ecualización y caracterización mediante el ajuste del comportamiento experimental al de los objetivos marcados. Este procedimiento es recursivo, en el sentido de que el conocimiento adquirido al realizar distintas modificaciones, es realimentado sobre el sistema físico y el modelo teórico para dar lugar a un mejor comportamiento experimental y alcanzar una mejor comprensión del sistema.

La temperatura de ruido del prototipo diseñado se midió empleando un sistema basado en el medidor de figura de ruido (NFM de las siglas en inglés de *Noise Figure Meter*) Agilent N8975A [9]. Los datos a temperatura ambiente y criogénica fueron obtenidos haciendo uso de las fuentes controladas de ruido Agilent N4000A y Agilent N4002A respectivamente. Para la medida criogénica el DUT es enfriado en un Dewar y se emplea el denominado método del "atenuador enfriado" para su caracterización. Este método se basa en la introducción de un atenuador (15dB) a la entrada del DUT con el fin de adecuar el intervalo de temperaturas de ruido generadas a su salida con el fin de mejorar la precisión de la medida [17], [18]. La temperatura es cuidadosamente monitorizada en el cuerpo del atenuador haciendo uso de un diodo sensor Lake Shore. Se ha estimado que el sistema de medida descrito logra una precisión de 14K a 297K y de 1.7K a 14K [19], no obstante la repetitividad es mejor que este resultado en un orden de magnitud.

Los parámetros S se midieron en idéntico Dewar que el empleado para las medidas de ruido, haciendo uso de un VNA Agilent E8364 en el rango de frecuencias entre 0.1-20GHz [9]. En este sistema la entrada de radiofrecuencia del amplificador se conecta a la transición del Dewar mediante un cable de Cu semirrígido y su salida se conecta a la correspondiente transición a través de una línea de acero inoxidable. Se lleva a cabo una calibración completa de 2 puertas a temperatura ambiente mediante el kit de calibración Agilent N4693-60001

dentro del Dewar en el lugar del amplificador. La línea de acero inoxidable utilizada se supone invariante con la temperatura mientras que el cable de Cu es caracterizado a temperatura criogénica de manera independiente y sus pérdidas son tenidas en cuenta para corregir las medidas de los parámetros S_{11} y S_{21} . Se recurre a un proceso de inventanado en el dominio del tiempo para corregir posibles reflexiones residuales en las transiciones entre líneas.

En la Figura 3.3.1 aparece una fotografía del sistema de medida utilizado en la que se aprecia una de las fuentes de ruido empleados así como el NFM y el VNA.



Figura 3.3.1. Sistema de medida utilizado para la caracterización del prototipo.

Uno de los problemas más importantes encontrados en la fase de caracterización del prototipo fue la importante desviación entre las medidas experimentales y el comportamiento simulado en el caso del coeficiente reflexión a la entrada. Este hecho es especialmente significativo en el centro de la banda donde hay una diferencia de aproximadamente 5dB. Es interesante destacar que en otros diseños de amplificador realizados en el CAY y para los que la reflexión de entrada no era prioritaria también se ha observado este tipo de desviación en reflexión de entrada. Como se explicará con más detalle en capítulos posteriores, actualmente se está trabajando en el diseño de un amplificador de una sola etapa que permitirá una mejor comprensión de este tipo de comportamientos debido a su reducida complejidad.

Se enumeran a continuación los aspectos más relevantes de la fase de sintonización del prototipo:

- Se dio prioridad a la obtención de la mejor reflexión de entrada posible, ya que desde el comienzo el sistema presentaba un buen comportamiento en ruido. La sintonía de la

reflexión de entrada se lleva a cabo modificando las contribuciones de los hilos de bonding de la red de acoplo de entrada y de la primera interetapa, entre los que cabe destacar el hilo que conecta el condensador de bloqueo de DC de la red de acoplo de entrada con la línea correspondiente, ya que su contribución inductiva modula el comportamiento en reflexión de entrada de la porción central de la banda de trabajo.

- Únicamente se llevaba a cabo el enfriamiento para las medidas criogénicas una vez alcanzado un comportamiento aceptable a temperatura ambiente. Esto es posible debido a la similitud observada entre las medidas a temperatura ambiente y criogenias, como se tendrá ocasión de comprobar en las graficas del siguiente capítulo. Realizar el proceso de sintonía de esta forma reduce significativamente el tiempo empleado en evaluar la viabilidad de una modificación ya que no son necesarias las 5 ó 6 horas que requiere un ciclo completo de enfriamiento.
- Se detectó que la contribución inductiva del hilo de bonding encargado de proporcionar la inductancia de puerta del primer transistor era demasiado alta por lo que este fue sustituido por un par de hilos muy próximos entre sí que dieron lugar a los resultados necesarios.
- Una vez lograda la optimización del diseño para que proporcionase el mejor comportamiento posible en reflexión de entrada se detectó un problema de resonancia de la cavidad que debido a su baja potencia, era únicamente detectable a temperatura criogénica. Tras diversas pruebas se llegó a la conclusión de que el origen de este comportamiento se encontraba en la radiación procedente de los hilos de bonding de fuente del primer transistor. Finalmente la estabilidad necesaria se logró introduciendo bloques de material absorbente de reducidas dimensiones (0.5mm x 0.5mm x 1.0mm) en las proximidades de los hilos de fuente conflictivos con el fin de absorber dicha radiación, como se observa en la Figura 3.1.2.

IV. Resultados

En este capítulo se exponen los resultados obtenidos en el trabajo. Se exponen y analizan las medidas experimentales finales del prototipo de amplificador diseñado, estableciendo una comparación entre los objetivos de diseño y los resultados obtenidos.

4.1 Medidas experimentales del prototipo YXR1

En las Figuras 4.1.1 y 4.1.2 se muestra la comparación entre las medidas experimentales finales a temperatura criogénica y los resultados obtenidos para el modelo teórico. En la Tabla 4.1.1, se resumen los resultados más importantes de esta medida y el punto de polarización optimo utilizado para lograr el mejor compromiso entre los distintos objetivos de diseño.

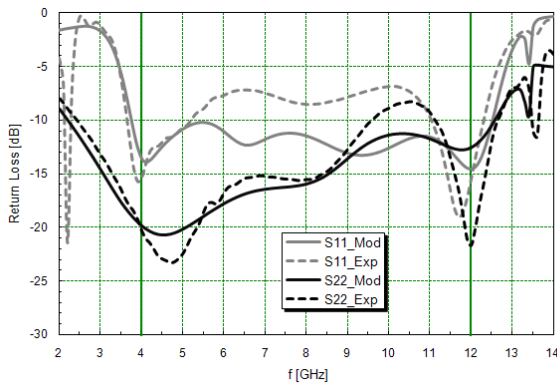


Figura 4.1.1. Modelo vs medida a T=15K.

Comportamiento en reflexión de YXR1.

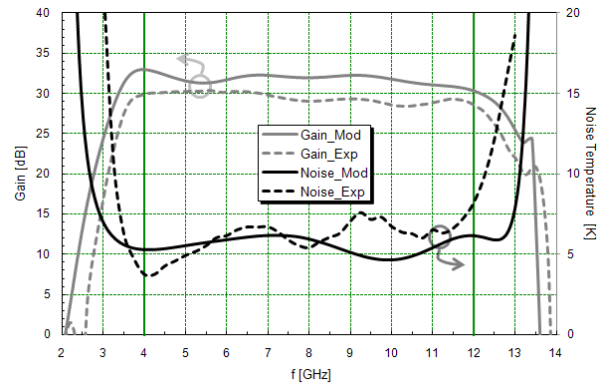


Figura 4.1.2. Modelo vs medida a T=15K.

Ganancia y ruido de YXR1.

Tabla 4.1.1. Punto de polarización y resultados experimentales a temperatura criogénica.

Medidas a temperatura criogénica T = 14.2K			
Polarización optima	$V_{d1} = 1.10$	$I_{d1} = 4.5$	$V_{g1} = -1.73$
	$V_{d2} = 1.00$	$I_{d2} = 3.0$	$V_{g2} = -2.11$
	$V_{d3} = 0.55$	$I_{d3} = 3.0$	$V_{g3} = -1.67$
Resultados	T_N media = 6.11	T_N máximo = 8.22	T_N mínimo = 3.78
	S_{21} medio = 29.5	S_{21} máximo = 30.4	S_{21} mínimo = 28.4
	S_{11} medio = -9.4	S_{11} máximo = -6.8	S_{11} mínimo = -19.0
	S_{22} medio = -15.1	S_{22} máximo = -8.3	S_{22} mínimo = -23.3

Vd en V, Id en mA, T_N en K, ganancia (S_{21}) y reflexión (S_{11} y S_{22}) en dB.

En la Figura 4.1.3 se representa la estabilidad experimental del amplificador comparada con la que se obtiene para el modelo teórico. Como se observa el comportamiento del sistema es estable en la banda de diseño.

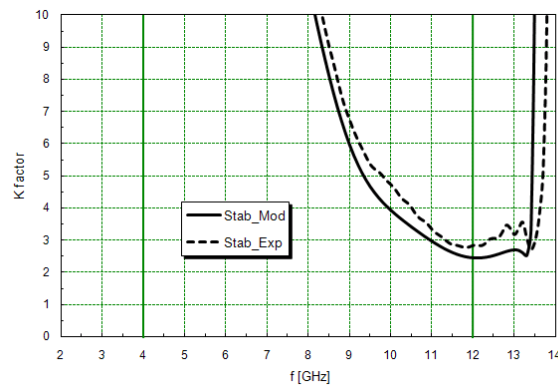


Figura 4.1.3. Modelo vs medida a
T=15K. Factor K de YXR1.

En las Figuras 4.1.4 y 4.1.5, se representan las medidas experimentales realizadas a temperatura ambiente fuera del Dewar. El comportamiento teórico para esta situación no se encuentra representado ya que no existe el modelo del transistor a esta temperatura. En la Tabla 4.1.2 se resume el punto de polarización⁷ y los resultados más relevantes de esta medida.

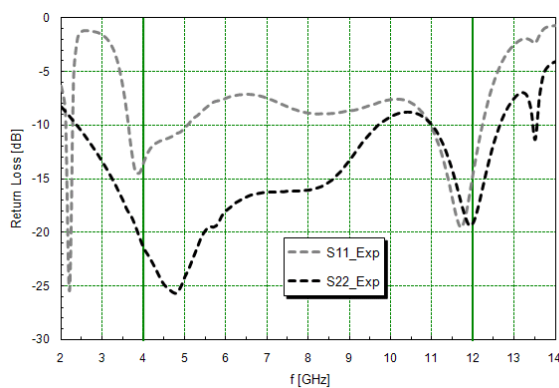


Figura 4.1.4. Medida a T=300K. Comportamiento
en reflexión de YXR1.

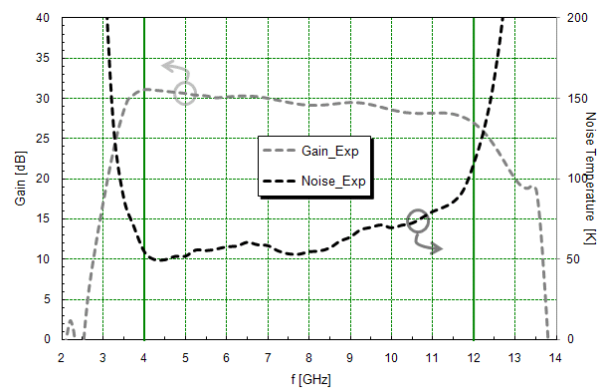


Figura 4.1.5. Medida a T=300K.
Ganancia y ruido de YXR1.

⁷ Este corresponde a una serie de valores estándar adoptados de acuerdo con la tecnología del transistor.

Tabla 4.1.2. Punto de polarización y resultados experimentales a temperatura ambiente.

Medidas a temperatura ambiente T = 295.6K			
Polarización estándar	$V_{d1} = 1.50$	$I_{d1} = 10.0$	$V_{g1} = -3.56$
	$V_{d2} = 1.50$	$I_{d2} = 10.0$	$V_{g2} = -3.26$
	$V_{d3} = 1.50$	$I_{d3} = 10.0$	$V_{g3} = -3.13$
Resultados	T_N media = 64.07	T_N máximo = 109.47	T_N mínimo = 59.43
	S_{21} medio = 29.4	S_{21} máximo = 31.1	S_{21} mínimo = 26.9
	S_{11} medio = -9.6	S_{11} máximo = -7.1	S_{11} mínimo = -19.6
	S_{22} medio = -16.0	S_{22} máximo = -8.8	S_{22} mínimo = -25.6

Vd en V, Id en mA, T_N en K, ganancia (S_{21}) y reflexión (S_{11} y S_{22}) en dB.

Estas medidas a temperatura ambiente se llevan a cabo de manera rutinaria como parte del proceso de caracterización de amplificadores en el CAY. Únicamente se incluyen en este informe para mostrar la similitud que guardan con las medidas a temperatura criogénica.

4.2 Objetivos logrados

Se procede a continuación, en la Tabla 4.2.1, a comparar los objetivos planteados para el prototipo con los resultados obtenidos a temperatura criogénica

Tabla 4.2.1. Comparación de objetivos y resultados para el prototipo YXR1.

Objetivo	Resultado*	Objetivo*
T_N máxima	8.22K (@12GHz)	6.5K
T_N media	6.11K	
S_{21} media	29.5dB	~30dB
ΔS_{21} **	2.0dB	<3dB
S_{11} máxima	-6.8dB	<-10dB
S_{11} media	-9.4dB	
S_{22} máxima	-8.3dB	<-10dB
S_{22} media	-15.1dB	

* En la banda de trabajo (4-12GHz). ** Intervalo de ganancia.

Los objetivos en reflexión, y concretamente el correspondiente a la reflexión de entrada no se cumple, no obstante el resultado promedio de -9.4 dB se aproxima al valor de -10dB objetivo del diseño (error relativo del 6%).

El comportamiento obtenido para el ruido del sistema es bastante satisfactorio ya que existe una desviación respecto del objetivo propuesto de 1.72K únicamente en la parte más alta de la

banda, mientras que el valor promedio logra cumplir dicho objetivo. El análisis de este resultado revela que existe para esta parte de la banda un error relativo del 26% no obstante hay que tener en cuenta que el valor del objetivo propuesto, 6.5K, es muy bajo.

En el apartado de la ganancia, los resultados son nuevamente satisfactorios, se cumplen los objetivos impuestos al diseño tanto en valor medio como en intervalo de ganancia. La restricción en nivel de ganancia únicamente establecía que este debía de presentar un valor próximo a los 30dB, por lo que el resultado obtenido de 29.5dB únicamente presenta un error relativo del 2% respecto del resultado deseado.

V. Conclusiones

Este capítulo evalúa el trabajo realizado en términos de los resultados y del conocimiento adquirido. Se describen de manera objetiva los resultados obtenidos y se plantean líneas futuras a seguir.

5.1 Análisis del prototipo YXR1

Los resultados obtenidos son muy satisfactorios ya que no solo aproximan y en algunos casos superan los objetivos propuestos, sino que además logra probar que la tecnología utilizada para este diseño es lo suficientemente flexible como para permitir mejoras en la reflexión de entrada de los amplificadores sin asumir un elevado sacrificio en el comportamiento en ruido.

Los resultados son muy buenos en el caso del comportamiento en ruido, ya que en promedio se han cumplido los objetivos planteados y el resultado máximo tiene lugar en el límite superior de la banda de trabajo.

En el apartado de ganancia, esencial para un amplificador, los resultados son especialmente buenos ya que se logra tanto un nivel como un intervalo de ganancia dentro de la banda acorde a los objetivos.

Donde sí cabe mejorar el diseño realizado es en lo relativo a la reflexión, especialmente en la de entrada. Se debería haber logrado un valor máximo en la banda de -10dB, y únicamente se ha logrado aproximar este no resultado en promedio. No obstante se ha demostrado la posibilidad de mejorar el comportamiento en reflexión sin degradar excesivamente el comportamiento en ruido, por lo que en futuros diseños intentarán mejorar estos resultados.

5.2 Líneas Futuras

A continuación se plantean una serie de líneas futuras derivadas en algunos casos del proyecto del que forma parte el trabajo, y en otras inspiradas en los conocimientos adquiridos durante su realización.

El prototipo diseñado se encuentra actualmente en las instalaciones de IRAM (Instituto de RadioAstronomía Milimétrica) en Grenoble (Francia) para poner a prueba su funcionamiento conectado directamente a los mezcladores SIS para los que fue diseñado. En el momento de redactar esta memoria los resultados de estas pruebas no estaban todavía disponibles, no obstante serán cruciales para determinar los pasos a seguir en los futuros desarrollos del proyecto.

También en el marco del proyecto AMSTAR+ actualmente se trabaja en la construcción de un prototipo de una sola etapa, con el que se pretende profundizar en el entendimiento de las posibles mejoras en la reflexión de entrada, así como explorar nuevos frentes y tecnologías que se han ido planteando a lo largo del proyecto. La sencillez del citado diseño, tiene por objeto avanzar en el estudio de las discrepancias existentes entre el comportamiento experimental del prototipo YXR1 y su modelo teórico en el apartado de la reflexión de entrada. Se investiga también el uso de realimentación resistiva de fuente a bajas frecuencias que permita una auto-polarización parcial de la puerta del transistor así como la estabilización de su punto de trabajo. También se incorporan al diseño nuevos componentes que podrían contribuir a la mejora de los resultados:

- Condensadores MIS de reducida área y alta capacidad.
- Resistencias en tecnología de capa fina de gran estabilidad térmica y valor nominal seleccionable mediante bonding, que serán utilizadas para llevar a cabo pruebas iniciales en la reducción del número de líneas de polarización.
- Inductancias cónicas de reducido comportamiento parasito para una implementación alternativa y simplificada del circuito de la T de polarización de la etapa de mezclado.

Se plantea también el estudio de los factores que podrían determinar el comportamiento del ruido cuando la carga real a la que es sometido el amplificador difiere de la carga teórica de diseño. Y también sería interesante abordar el estudio de las cargas que sería necesario presentar a un transistor con el fin de aproximar su mejor comportamiento en ruido y su mejor comportamiento en reflexión.

Referencias

- [1] Kikuchi K., Arimura S., Inatani J., Fujii Y., Suzuki T., Iwamoto A., Yamamoto A.; "Impedance Matching of 640 GHz SIS Mixer in a High IF Band of 11-13 GHz".
- [2] Pozar D. M.; "Microwave Engineering. 3rd Ed. "; John Wiley and Sons, USA, 2005.
- [3] Agilent Technologies; "Agilent - Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements - Application Note 57-1".
(<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-8255E.pdf>)
- [4] Gonzalez G.; "Microwave Transistor Amplifiers. Análisis and Design. 2nd Ed."; Prentice Hall, USA, 1997.
- [5] Soares R. et al; "GaAs MESFET Circuit Design"; Artech House INC., USA, 1988.
- [6] Rollett, J.; "Correction to Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports," Circuit Theory, IEEE Transactions vol.10, 1963
- [7] Amils R. I.; "Diseño de un amplificador de bajo ruido para una red inalámbrica"; Proyecto de Fin de Carrera, Titulación en Ingeniería Electrónica, UCM, Curso 2007-2008.
- [8] Daniel L., Terrovitis M.; "A Broadband Low-Noise-Amplifier"; Microwave Circuit Design Projects, University of California at Berkeley, May 1999.
- [9] López-Fernández I., Gallego J. D., Diez C., Barcia A.; "Development of Cryogenic IF Low Noise 4-12 GHz Amplifiers for ALMA Radio Astronomy Receivers"; 2006 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, 2006.
- [10] Weinreb S.; "SIS Mixer HEMT Amplifier Optimum Coupling Network"; MTT, 1987.
- [11] Padin S., Woody D. P., Stern J. A., LeDuc H. G., Blundell R., Tong C.-Y. E., Pospieszalski M. W.; "An Integrated SIS Mixer and HEMT IF Amplifier"; MTT, 1996.

- [12] Lauria E. F., Kerr A. R., Pospieszalski M. W., Pan S.-K., Effland J. E., Lichtenberger A. W.; "A 200-300GHz SIS Mixer-Preamplifier with 8GHz IF Bandwidth"; MTT-S Digest, 2001. (<http://www.alma.nrao.edu/memos/html-memos/alma378/memo378.pdf>)
- [13] Pan S.K., Kerr A. R., Pospieszalski M. W., Lauria E. F., Crady W. K., Horner N. Jr., Srikanth S., Bryerton E., Saini K., Claude S. M. X., Chin C. C., Dindo P., Rodrigues G., Derdall D., Zhang J. Z., Lichtenberger A. W.; "A Fixed-Tuned SIS Mixer with Ultra-Wide-Band IF and Quantum-Limited Sensitivity for ALMA Band 3 (84-116GHz) Receivers"; 15th ISSTT, 2004.
(<http://www.nrao.edu/meetings/isstt/papers/2004/2004062069.pdf>)
- [14] Lucia M. L.; "Asignatura: Materiales Semiconductores"; Facultad de CC. Físicas, UCM, Curso 06-07.
- [15] Golio J. M.; "Microwave MESFET's and HEMT's"; Artech House, USA, 1991.
- [16] Pospieszalski M.W.; "Modeling of noise parameters of MESFETs and MODFETs and their frequency and temperature dependence" Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, vol.37, Sep 1989.
- [17] Cano J. L.; "Cryogenic technology in the microwave engineering: Application to MIC and MMIC very low noise amplifier design"; Tesis doctoral, Universidad de Cantabria, 2010.
- [18] Gallego J. D., López-Fernández I., Diez C.; "A Measurement Test Set for ALMA Band 9 Amplifiers"; 1st Radionet Engineering Forum Workshop, 23-24/06/2009, Gothenburg. (http://www.radionet-eu.org/fp7wiki/lib/exe/fetch.php?media=na:engineering:ew:lopez-fernandez_final.pdf)
- [19] Gallego J. D., Cano J. L.; "Estimation of Uncertainty in Noise Measurements Using Monte Carlo Analysis"; 1st Radionet Engineering Forum Workshop, 23-24/06/2009, Gothenburg. (http://www.radionet-eu.org/fp7wiki/lib/exe/fetch.php?media=na:engineering:ew:gallego_final.pdf)
- [20] Nguyen L., Le M., Delaney M., Lui M., Liu T., Brown J., Rhodes R., Thompson M., Hooper C.; "Manufacturability of 0.1- μ m millimeterwave low-noise InP HEMTs"; 1993 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 1, 1993.